

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-107654

(43)Date of publication of application : 24.04.1998

(51)Int.Cl.

H04B 1/04

H03G 3/30

H04J 13/00

(21)Application number : 09-250142

(71)Applicant : MOTOROLA INC

(22)Date of filing : 01.09.1997

(72)Inventor : LANDOR WAIN RICH

(30)Priority

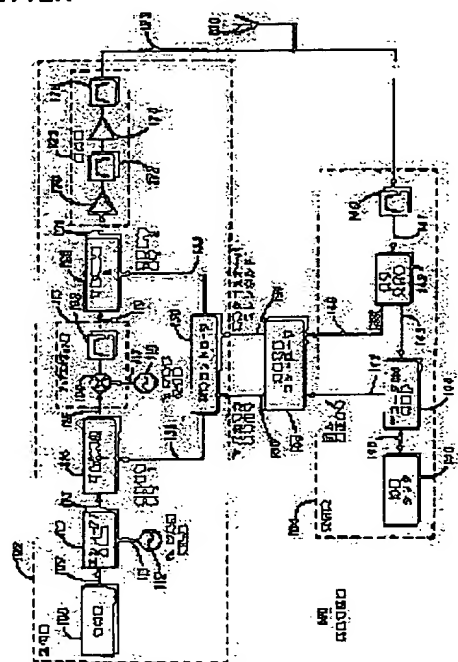
Priority number : 96 713911 Priority date : 13.09.1996 Priority country : US

## (54) POWER CONTROL CIRCUIT FOR RADIO FREQUENCY TRANSMITTER

(57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To minimize the complicatedness of sideband noise emission, current drain and a RF transmitter and to obtain a broad dynamic range for output power control by changing an output power level of a transmitting signal into an output power level of a prescribed range in response to an output power level control signal.

**SOLUTION:** A gain controller 130 supplies a 1st gain control signal 141 and a 2nd gain control signal 133 to a 1st variable gain stage 114 and a 2nd variable gain stage 120 respectively in response to a Tx output power signal 150 and a crossover threshold signal 151. Then it adjusts the stage 120 to the power end whose output power dynamic range is higher and the stage 114 to the power end whose output power dynamic range is lower. Thereby, it minimizes the complicatedness of sideband noise emission, current drain and a RF transmitter 102 and controls output power over the power level range of, e.g. 85db.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-107654

(43) 公開日 平成10年(1998) 4月24日

(51) IntCl.<sup>8</sup>

識別記号

F I

H 0 4 B 1/04

H 0 4 B 1/04

E

H 0 3 G 3/30

H 0 3 G 3/30

F

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

審査請求 未請求 請求項の数10 F D (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平9-250142

(22) 出願日 平成9年(1997) 9月1日

(31) 優先権主張番号 7 1 3 9 1 1

(32) 優先日 1996年9月13日

(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 390009597

モトローラ・インコーポレイテッド

MOTOROLA INCORPORATED

アメリカ合衆国イリノイ州シャンパーグ、  
イースト・アルゴンクイン・ロード1303

(72) 発明者 ランドール・ウェイン・リッチ

アメリカ合衆国イリノイ州レイク・ビ  
ラ、ペロナ・アベニュー20994

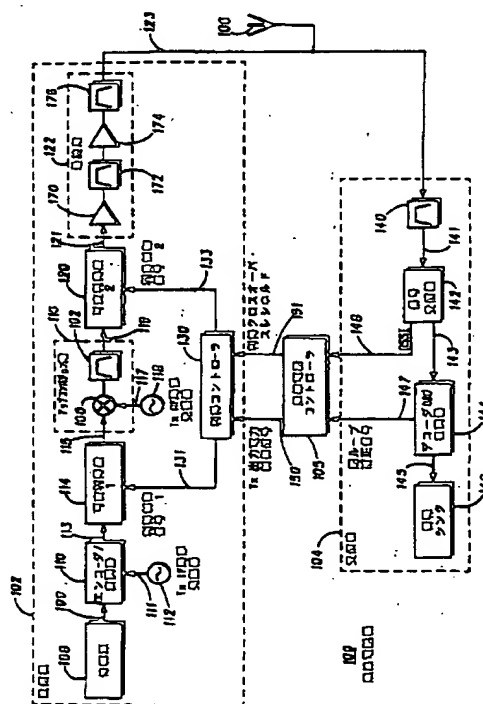
(74) 代理人 弁理士 大賀 進介 (外1名)

(54) 【発明の名称】 無線周波数送信機用電力制御回路

(57) 【要約】

【課題】 側波帯ノイズ放出や電流ドレインを最少に抑え、出力電力制御のダイナミック・レンジが広い利得制御回路を備えた無線周波数送信機を提供する。

【解決手段】 利得制御回路は、所定範囲の出力電力レベル内で送信される信号の電力レベルを制御する。利得制御回路は、出力電力レベル制御信号に应答して、第1および第2利得制御信号を供給する。第1利得制御信号は第1可変利得段の利得を制御し、中間周波数において送信信号の電力レベルを変化させ、所定範囲の出力電力レベルの内低い方にわたって送信信号の出力電力レベルを変化させる。第2利得制御信号は第2可変利得段を制御し、無線周波数において送信信号の電力レベルを変化させ、所定範囲の出力電力レベルの内高い方の範囲にわたって送信信号の出力電力レベルを変化させる。電力制御回路は符号分割多重アクセス無線電話機に利用でき、85dBの範囲で電力制御を行うという利点がある。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】所定範囲の出力電力レベル内のある電力レベルにおいて送信信号（123）を送信する送信機（102）であって：中間周波数（113）において前記送信信号を発生する信号発生器（110，112）；前記信号発生器（110，112）に結合され、第1利得制御信号（131）にตอบสนองして、前記中間周波数（113）において前記送信信号の電力レベルを制御する第1可変利得段（114）；前記第1可変利得段（114）に結合され、前記送信信号の周波数を前記中間周波数（113）から無線周波数（119）に変換する、信号アップコンバータ（116，118）；前記信号アップコンバータ（116）に結合され、第2利得制御信号（113）にตอบสนองして、前記無線周波数（119）における送信信号の電力レベルを制御する第2可変利得段（120）；および前記第1可変利得段（114）および前記第2可変利得段（120）に結合され、出力電力レベル制御信号（150）にตอบสนองして、前記第1利得制御信号（131）および前記第2利得制御信号（133）を供給する利得コントローラ（130）；から成り、  
前記第1利得制御信号（131）は前記第1可変利得段（114）の利得を制御し、前記中間周波数（113）における前記送信信号の電力レベルを変化させ、前記送信信号（123）の出力電力レベルを、前記所定範囲の出力電力レベルの内低い方の範囲にわたって変化させ、前記第2利得制御信号（133）は前記第2可変利得段（120）の利得を制御し、前記無線周波数（121）における送信信号の電力レベルを変化させ、前記送信信号（123）の出力電力レベルを、前記所定範囲の出力電力レベルの内高い方の範囲にわたって変化させることを特徴とする送信機（102）。

【請求項2】前記信号発生器（110，112）は：送信中間周波数局部発振信号（111）を供給する送信中間周波数局部発振器（112）；および前記送信中間周波数局部発振信号を情報信号によって変調し、前記中間周波数（113）における前記送信信号を生成する変調器（110）；を更に含むことを特徴とする請求項1記載の送信機（102）。

【請求項3】前記信号アップコンバータ（116，118）は：送信無線周波数局部発振信号（117）を供給する送信無線周波数局部発振器（118）；および前記送信無線周波数局部発振信号（117）にตอบสนองして、前記中間周波数（119）における前記送信信号を、前記無線周波数（113）における送信信号にアップコンバートするミキサ（160）；を更に含むことを特徴とする請求項1記載の送信機（102）。

【請求項4】前記利得コントローラ（130）は：前記出力電力レベル制御信号（150）およびクロスオーバー・スレシホールド信号（151）にตอบสนองして、前記第1利

得制御信号および前記第2利得制御信号を制御することにより、前記所定範囲の出力電力レベルの内低い方の範囲および高い方の範囲の間で、前記送信信号（123）の出力電力レベルを連続的に与えるクロスオーバー回路（200，220）；を更に含むことを特徴とする請求項1記載の送信機（102）。

【請求項5】前記クロスオーバー回路（200，220）は：前記出力電力レベル制御信号（150）および前記クロスオーバー・スレシホールド信号（151）を受信するように結合され、前記第1利得制御信号（131）を表わす第1クランプ出力信号（201）を生成する第1クランプ（200）であって、前記出力電力制御信号（150）のレベルが前記クロスオーバー・スレシホールド信号（151）のレベルよりも高い場合、前記第1クランプ出力信号（201）のレベルを前記クロスオーバー・スレシホールド信号（151）のレベルにクランプし、前記出力電力制御信号（150）のレベルが前記クロスオーバー・スレシホールド信号（151）のレベルよりも低い場合、前記第1クランプ出力信号（201）のレベルを前記出力電力レベル制御信号（150）のレベルと等しくする第1クランプ（200）；および前記出力電力レベル制御信号（150）および前記クロスオーバー・スレシホールド信号（151）を受信するように結合され、前記第2利得制御信号（133）を表わす第2クランプ出力信号（221）を生成する第2クランプ（220）であって、前記出力電力制御信号（150）のレベルが前記クロスオーバー・スレシホールド信号（151）のレベルよりも低い場合、前記第2クランプ出力信号（221）のレベルを前記クロスオーバー・スレシホールド信号（151）のレベルにクランプし、前記出力電力制御信号（150）のレベルが前記クロスオーバー・スレシホールド信号（151）のレベルよりも高い場合前記第2クランプ出力信号（221）のレベルを前記出力電力レベル制御信号（150）のレベルと等しくする第2クランプ（220）；を更に含むことを特徴とする請求項4記載の送信機（102）。

【請求項6】前記利得コントローラ（130）は：前記第1クランプ（200）からの前記第1クランプ出力信号（201）を受信するように結合され、前記クランプ出力信号（201）を、前記第1利得制御信号（131）を表わす第1線形変換出力信号（205）に変換する第1線形変換器（202，204）；および前記第2クランプ（220）からの前記第2クランプ出力信号（221）を受信するように結合され、前記第2クランプ出力信号（221）を、前記第2利得制御信号（133）を表わす第2線形変換出力信号（225）に変換する第2線形変換器（222，224）；を更に含むことを特徴とする請求項5記載の送信機（102）。

【請求項7】前記第1線形変換器（202，204）は：前記第1クランプ（200）からの前記第1クラン

10

20

30

40

50

ブ出力信号(201)を受信するように結合され、前記第1クランプ出力信号(201)を第1の所定係数によってスケーリングすることにより、前記第1可変利得段(114)の利得の前記出力電力制御信号(150)に対する感度を1に等しくする第1スケーラ(202)；および前記第1スケーラ(202)に結合され、前記第1クランプ出力信号(201)を第2の所定係数だけシフトし、前記第1クランプ出力信号(201)および前記線形変換出力信号(205)間の第1オフセットを生成する第1シフト回路(204)；を更に含み、前記第2線形変換器(222, 224)は：前記第2クランプ(220)に結合され、前記第2クランプ出力信号(221)を第3の所定係数によってスケーリングすることにより、前記第2可変利得段(120)の利得の前記出力電力制御信号(150)に対する感度を1に等しくする第2スケーラ(222)；および前記第2スケーラ(222)に結合され、前記第2クランプ出力信号(221)を第4の所定係数だけシフトし、前記第2クランプ出力信号(221)および前記線形変換出力信号(225)間の第2オフセットを生成する第2シフト回路(224)；を更に含むことを特徴とする請求項6記載の送信機(102)。

【請求項8】前記利得コントローラ(130)は：前記第1線形変換器(202, 204)に結合され、前記第1線形変換出力信号(205)にตอบสนองして、前記第1利得制御信号(131)に逆歪みを与え、前記第1可変利得段(114)に対して、前記第1利得制御信号(131)の関数として利得を表わす第1伝達関数における非線形性を補償する第1逆歪み回路(210)；および前記第2線形変換器(222, 224)に結合され、前記第2線形変換出力信号(225)にตอบสนองして、前記第2利得制御信号(133)に逆歪みを与え、前記第2可変利得段(120)に対して、前記第2利得制御信号(133)の関数として利得を表わす第2伝達関数における非線形性を補償する第2逆歪み回路(230)；を更に含むことを特徴とする請求項6記載の送信機(102)。

【請求項9】所定範囲の出力電力レベル内で送信信号(123)の出力電力レベルを制御する方法であって：中間周波数(113)において前記送信信号の電力レベルを変化させ、前記所定範囲の出力電力レベルの内低い方の範囲内において、前記送信信号(123)に対する出力電力レベルを生成する段階；および無線周波数(119)において前記送信信号の電力レベルを変化させ、前記所定範囲の出力電力レベルの内高い方の範囲内において、前記送信信号(123)に対する出力電力レベルを生成する段階；から成ることを特徴とする方法。

【請求項10】前記送信信号(123)に対する出力電力レベルを決定する段階；および前記出力電力レベルを出力電力クロスオーバー・スレシホールド・レベル(15

1)と比較する段階；を更に含み、

中間周波数(113)において前記送信信号(123)の電力レベルを変化させる前記段階は、前記出力電力レベル(150)が前記出力電力クロスオーバー・スレシホールド・レベル(151)よりも低い場合に実行され、前記送信信号に対する前記出力電力レベルを生成し、無線周波数(119)において前記送信信号の電力レベルを変化させる前記段階は、前記出力電力レベル(150)が前記出力電力クロスオーバー・スレシホールド・レベル(151)以上である場合に実行され、前記送信信号(123)に対する出力電力レベルを生成することを特徴とする請求項9記載の方法。

#### 【発明の詳細な説明】

#### 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、一般的に無線周波数送信機に関し、更に特定すれば、符号分割多重アクセス(CDMA: code division multiple access)無線電話機において使用可能な無線周波数(RF)送信機用電力制御回路に関するものである。

#### 【0002】

【従来の技術】符号分割多重アクセス(CDMA)セルラ加入者移動局に対する性能要件は、1993年1月電子工業会発行のEIA/TIA/IS-95 "Mobile Station-Land Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System"

(ここでは「IS-95規格」と呼ぶ)において指定されている。IS-95規格は、送信信号の出力電力制御のためのダイナミック・レンジをできるだけ狭くし、許容送信側波帯ノイズ放出(transmit sideband emission)量を最少に抑えることを指定している。

【0003】クラス1の移動局に指定されている出力電力制御に対する最も狭いダイナミック・レンジは74dB(-50dBmないし+23dBm)である。送信利得許容度を考慮すると、必要なダイナミック・レンジは85dBとなる。

【0004】送信側波帯放出に関する指定は、より高い出力電力に適用可能なdBc限度値、およびより低い出力電力レベルに適用可能な放出最低値を要求している。900kHzないし1.98MHz間のキャリア周波数からの周波数オフセットについて、最大放出は、1.23MHz帯域における所望の送信電力に対して42dBc/30kHzの大きい方、即ち、-60dBm/30kHzおよび-55dBm/1MHz双方よりも小さくなければならない。1.98MHzよりも高いキャリアからの周波数オフセットについては、最大放出は、1.23MHz帯域における所望の送信電力に対して-54dBc/30kHzの大きい方、即ち、-60dBm/30kHzおよび-55dBm/1MHzの双方よりも小さくなければならない。高品質の移動局を生産するためには、10dBのマージンを側波帯放出指定に追加す

る。したがって、放出最低値 ( $-60 \text{ dBm}/30 \text{ kHz}$  および  $-55 \text{ dBm}/1 \text{ MHz}$ ) に対する設計目標は、 $-70 \text{ dBm}/30 \text{ kHz}$  および  $-65 \text{ dBm}/1 \text{ MHz}$  となる。

【0005】他のセルラ・システム (AMPS, NAMPS, NADC, CGS, PDC等) では、移動局に要求される出力電力制御に対するダイナミック・レンジは、典型的に、CDMA移動局に要求される出力電力制御に対するダイナミック・レンジ (即ち、 $85 \text{ dB}$ ) よりも大幅に狭い (即ち、 $20$ ないし  $30 \text{ dB}$ )。これら他のシステムでは、出力電力制御に必要なダイナミック・レンジは、典型的に、無線周波数 (RF) を増幅する可変利得電力増幅器 (PA) のような可変利得段を制御することによって、または中間周波数 (IF) 信号を減衰させる電圧制御減衰器 (VCA) を制御することによって得られる。個々には、これらの方式は、出力電力制御に対するダイナミック・レンジの要件、またはCDMA移動局に対する側波帯放出要件を満たしてはいる。

【0006】良好な送信側波帯放出性能が得られるのは、RF信号用利得制御回路をアンテナに密接して配置するときである。しかしながら、この条件の下では、かなり高度な遮蔽および接地を設けなければ、RF信号の利得制御の  $85 \text{ dB}$  を実現するのは容易でない。

【0007】 $85 \text{ dB}$ の利得制御範囲は、典型的に  $10$ ないし  $200 \text{ MHz}$ であるIF範囲の送信信号では実現することができる。しかしながら、IF範囲において  $85 \text{ dB}$ のダイナミック・レンジの電力制御を行う場合、側波帯ノイズ放出要件の最適化が図れないため、不利である。側波帯ノイズ放出要件を満たすためには、利得制御段後の利得を最小にし、低出力電力レベルにおいて送信機内で生成される側波帯ノイズを最少に抑えなければならない。このために、送信IF利得段からの出力レベルを高めなければならない。これは、送信IF利得段の線形性を高めると、その結果電流ドレインが増大することを示唆する。例えば、SONY CXA3002N 送信利得制御増幅器では、中間周波数においてのみダイナミック・レンジが  $85 \text{ dB}$ であり、出力三次傍受点 (OIP3: output third order intercept point) は  $+10 \text{ dBm}$ 、電流ドレインは  $35 \text{ mA}$ である。

【0008】IF範囲において送信信号を制御するために  $85 \text{ dB}$ の利得制御段を有することによって生ずる他の欠点は、無線機の他の部分でスパー (spur) やノイズが発生し得ることである。例えば、被利得制御段からの最大出力電力が、適度な線形性を得るためには  $-5 \text{ dBm}$ であり、被利得制御段の後における最悪の場合の最大利得が  $35 \text{ dB}$ である場合、この点において捕らえられる最大ノイズおよびスパーは、放出最低値に適当なマージンを与えるには、 $-105 \text{ dBm}/30 \text{ kHz}$  および  $-90 \text{ dBm}/1 \text{ MHz}$ の双方よりも低くなければならない。これらのレベルを達成することは不可能ではない

が、これは恐らく過度な遮蔽の使用ならびにいくつかの基板および/またはICの見直しを必要とすることになる。この程度の分離が達成されたとしても、電流ドレインは未だ要求よりも高いままであろう。

#### 【0009】

【発明が解決しようとする課題】したがって、側波帯ノイズ放出、電流ドレイン、およびRF送信機の複雑性を最少に抑えつつ、出力電力制御に広いダイナミック・レンジが得られる、RF送信機用電力レベル制御回路が必要とされている。

#### 【0010】

【課題を解決するための手段】本発明による無線周波数 (RF) 送信機用利得コントローラは、所定範囲の出力電力レベル内で送信される信号の電力レベルを制御する。利得コントローラは、出力電力レベル制御信号に 응답して、第1利得制御信号および第2利得制御信号を供給する。第1利得制御信号は第1可変利得段の利得を制御し、中間周波数において送信信号の電力レベルを変化させ、送信信号の出力電力レベルを、所定範囲の出力電力レベルの内低い方にわたって変化させる。第2利得制御信号は、第2可変利得段を制御し、無線周波数において送信信号の電力レベルを変化させ、送信信号の出力電力レベルを、所定範囲の出力電力レベルの内高い方の範囲にわたって変化させる。この利得コントローラは、符号分割多重アクセス (CDMA) 無線電話機内で利用し、側波帯ノイズ放出、電流ドレイン、RF送信機の複雑性を最少に抑えつつ、 $85 \text{ dB}$ 範囲にわたって電力レベルの電力制御を行うという利点がある。

#### 【0011】

【発明の実施の形態】図1は、符号分割多重アクセス (CDMA) 無線周波数 (RF) セルラ電話システムにおける使用のために適応させた無線電話機100のブロック図を示す。本発明の好適実施例では、無線電話機100はセルラ電話機である。無線電話機100は、車両搭載機、携帯機、または可運搬機 (transportable unit) のような、当技術では既知の多くの形態を取ることができる。本発明の好適実施例によれば、セルラ電話機は、上述のIS-95規格に記載されているようなCDMAセルラ無線電話システムとの互換性を保つように設計された、符号分割多重アクセス (CDMA) セルラ無線電話機である。

【0012】無線電話機100は、概略的に、送信機102、受信機104、無線電話コントローラ105、およびアンテナ106を含む。受信機104は、概略的に、受信 (Rx) バンドパス・フィルタ140、信号受信器142、デコーダおよび復調器144、ならびに情報シンク (information sink) 146を含む。無線電話コントローラ105は、概略的に、マイクロプロセッサ、リード・オンリ・メモリ、およびランダム・アクセス・メモリを含む。通常、受信機104、無線電話コントロ

ーラ105, およびアンテナ106は、型番#SUF1712を有する無線電話機、米国特許番号第5, 321, 847号, および前述のIS-95規格において教示されているように、それぞれ当技術では既知のものである。これらの内容は本願においても使用可能である。

【0013】送信機102は、概略的に、情報源108, エンコーダおよび変調器110, 送信(Tx)側中間周波数(IF)局部発振器112, 第1可変利得段114, アップコンバージョン段116, 送信(Tx)側無線周波数(RF)局部発振器118, 第2可変利得段120, 最終段122および利得コントローラ130を含む。アップコンバージョン段116は、概略的に、アップコンバージョン・ミキサ160および第1RFバンドパス・フィルタ162を含む。最終段122は、概略的に、励起増幅器(exciter amplifier)170, 第2RFバンドパス・フィルタ172, 電力増幅器174, および第3RFバンドパス・フィルタ176を含む。アップコンバージョン段116および最終段122についての送信用素子の配列(transmission lineup)は、一例として記載したに過ぎない。送信機の設計に精通する者には既知であろうが、本発明と適合性のある別の送信用素子の配列も実施可能である。

【0014】送信機102の110のエンコーダ部分ならびに受信機104のデコーダおよび復調器114は、通常、用途特定集積回路(ASIC: application specific integrated circuit)において実施される。これに関しては、“CDMA Mobile Station Modem ASIC”, Proceedings of the IEEE 1992 Custom Integrated Circuits Conference, section 10.2, pages 1-5に記載されており、更に、“The CDMA Digital Cellular System an ASIC Overview”と題する論文(Proceedings of the IEEE 1992 Custom Integrated Circuits Conference, section 10.1, pages 107)に教示されている(これらの内容も本願において使用可能である)。

【0015】動作において、無線送信機102は、典型的に音声またはデータである、情報源108からの情報を受け取る。情報源108が提供する情報信号109には、エンコーダおよび変調器110によるエンコードおよび変調が行われる。Tx IF局部発振器112は、例えば、150MHzの周波数を有するTx IF局部発信信号111を発生する。エンコーダおよび変調器110は、情報信号109に回答して、Tx IF局部発信信号111を変調し、変調信号113を生成する。変調信号113の中心周波数はTx IF周波数と呼ばれ、例えば、150MHzである。変調信号113は、可変利得段114によって増幅される。可変利得段114は、その利得が利得制御信号131によって制御され、Tx IF信号115を生成する。Tx RF局部発振器118は、所望のTx RF中心周波数(例えば、824ないし894MHz)よりも150MHz高い周波数を有す

る、Tx RF局部発信信号117を発生する。アップコンバージョン段116は、Tx IF信号115をTx IF中心周波数から所望のTx RF中心周波数に周波数変換し、第1RFバンドパス・フィルタを用いてこの信号を濾波し、第1Tx RF信号119を生成する。第1Tx RF信号119は、第2可変利得段120によって増幅される。第2可変利得段120は、その利得が利得制御信号133によって制御され、第2Tx RF信号121を生成する。第2Tx RF信号121は、最終段122によって増幅および濾波されて、Tx出力信号123を生成し、Tx出力信号123はアンテナ106を介して送信される。

【0016】好適実施例では、第1可変利得段114および第2可変利得段120は、温度補償された連続可変電圧制御減衰器である。各利得段の利得伝達関数G

(V)は、動作範囲にわたって、おおむね制御信号の線形関数である。ここで、G(V)はdBで表わす利得であり、Vは制御電圧である。あるいは、可変利得段は、当業者には既知の、デジタル制御減衰器または可変利得増幅器として実施することも可能である。

【0017】受信機104は、従来通りに、受信信号強度指示(RSSI)信号148および閉ループ補正信号147を無線電話コントローラ105に供給する。IS-95規格に記載されている従来の方法では、無線電話コントローラ105は、これら2つの信号を、送信機および受信機の利得変動対周波数チャネルを表わすチャネル利得調節信号と結合し、所望の送信機出力電力を表わすTx出力電力制御信号150を生成する。チャネル利得調節信号対周波数チャネルの表は、無線電話機100の製造の間に決定され、無線電話コントローラ105に記憶されている。無線コントローラ105は、Tx出力電力制御信号150およびクロスオーバー・スレシホールド信号151を、利得コントローラ130に供給する。クロスオーバー・スレシホールド信号151は、本発明の重要な特徴であり、図2, 図3, 図4および図5を参照して更に詳細に説明する。利得コントローラ130は、Tx出力電力信号150およびクロスオーバー・スレシホールド信号151に回答して、第1利得制御信号131および第2利得性制御信号を、第1可変利得段114および第2可変利得段120にそれぞれ供給し、送信出力信号の側波帯ノイズを最少に抑えつつ、送信機の出力電力を制御する。利得コントローラ130の動作については、図2を参照しながら以下でより詳細に説明する。

【0018】送信出力信号側波帯ノイズは、独立したノイズ源からのノイズがノイズ源の後ろにある利得段によって増幅されたものの和として表わすことができる。ノイズ源は、その入力に侵入する利得段の熱ノイズ、および段の入力に結合される外部干渉を含む。入力に侵入する熱ノイズは、雑音指数(F), ボルツマン定数(kであり、 $k = 1.38 \times 10^{-23}$  ジュール/K), ケル

ピンで表わした温度 (T), およびHzで表わした測定帯域 (B) に関して、 $k T^* B^* (F-1)$  として定義される。この式は、当業者には既知である。入力に侵入する熱雑音のことを、以後Nthで示すことにする。例えば、 $T=298K (25^{\circ}C)$  において、 $30kHz$  の帯域において測定されたノイズ指数が10である段では、その入力に侵入する熱ノイズは、 $1.07$ フェムトワット (fW)、即ち、 $-119.7dBm$  である。この段への入力における外部干渉は、段の供給線および接地線上の共通モード結合、および/またはノイズ源から捕らえた放射干渉によって発生する可能性がある。通常、干渉は、クロック高調波 (clock harmonics) および無線電話機内の他の回路が発生する高速データ信号の高調波で構成される。極端な場合、干渉は、例えば、テレビジョン送信機のような、無線電話機外部の高電力無線源が原因となる場合もある。利得 (G) を有する利得段の全ノイズ出力は、 $[Nth+I]^* G+No^* G$  であり、ここでIは入力に捕らえた干渉、Noは前段からの出力ノイズである。送信機102において、全出力ノイズ (N) は、次に示す数1で表わすことができる。

【0019】

$$【数1】 N = (N_{in1} + N_{mod}) * G_1 * G_u * G_2 * G_f + N_{inu} * G_u * G_2 * G_f + N_{in2} * G_2 * G_f + N_{inf} * G_f$$

ここで、 $G_k$  は段kの利得、 $N_{ink} = N_{thk} + I_k$ 、 $N_{thk}$  は段kの熱雑音、 $I_k$  は段kにおける入力干渉、 $N_{in}$  は量  $(N_{th} + I)$  として定義され、 $N_{mod}$  はエンコーダ/変調器110の出力ノイズである。添字kの定義は以下の通りである。

【0020】 1-第1可変利得段114

u-アップコンバージョン段116

2-第2可変利得段120

f-最終段122

尚、数1において、第2可変利得段120の利得減少は、最終段を除く全ノイズ源からの全出力ノイズへの寄与を減少することになる。したがって、全出力ノイズを最少に抑えるためには、最終段122の利得を最小にし、第2可変利得段120の範囲を最大にすることが望ましい。理想的な手法では、出力電力のダイナミック・レンジ全体は、第2可変利得段120のみで制御することによって実現し、第1可変利得段を除去することであろう。しかしながら、実用上の観点からは、小型軽量であり、低コストおよび低電力消費ならびに高周波数および高ダイナミック・レンジ電力制御を必要とするCDMA無線電話機のような携帯機については、これを除外する。

【0021】 送信機102では、所望のTx出力信号123の出力電力レベル (P) は、以下の数2で表わすことができる。

【0022】

$$【数2】 P = P_{mod} * G_1 * G_u * G_2 * G_f$$

ここで、 $G_k$  は段kの利得、 $P_{mod}$  は変調信号113の電力レベルである。添字kの定義は、数1において先に記載したものと同一である。

【0023】 理想的な手法を実施する際の課題は、RF周波数 (例えば、 $824$ ないし $848MHz$ ) において $85dB$ の出力電力制御のダイナミック・レンジを達成することである。この課題は、周波数が高くなるに連れて、更に重大となる。最低出力電力では、第2可変利得段120への入力信号は、出力電力よりも $85dB$ まで高くなる。干渉に関して先に論じた問題のいくつかは、段の出力への第2可変利得段120の入力信号の結合に適用される。この結合は、段の供給線および接地線上の共通モード結合および/または出力において捕らえた放射入力信号によって発生する可能性がある。理論的には、この問題は、無線周波数における多数の段、良好な接地の実施、および遮蔽を用いることによって克服が可能である。しかしながら、これは、典型的に、小型軽量で低コストの携帯機には非実用的である。

【0024】 本発明の好適実施例では、より実用的な解決策として、第2可変利得段120のようなTxRF周波数 ( $824$ ないし $849MHz$ ) における可変利得段、および第1可変利得段114のようなTxIF周波数 ( $150MHz$ ) における可変利得段の間の電力制御ダイナミック・レンジの要件を分割する。電力制御方式は、できるだけ広い電力制御ダイナミック・レンジにわたって第2可変利得段120を制御し、その残りの範囲において第1可変利得段114を制御する。したがって、第2可変利得段120の利得制御範囲を最大限拡大し、実用上の観点からのみ、例えば、 $45dB$ に制限する。第1可変利得段114の利得制御範囲は、したがって、少なくとも $40dB$  (即ち、 $85dB-45dB$ ) となるように設計する。上記数1は、出力ノイズは最も高い利得設定値において最高となることを示す。したがって、出力電力ダイナミック・レンジの高い方の電力端まで第2可変利得段120を調節し、出力電力ダイナミック・レンジの低い方の電力端まで第1可変利得段114を調節することが望ましい。

【0025】 好適実施例による実用的な電力制御方式の動作を、図3、図4および図5に更に示す。図3は、図3および図4に示すグラフを組み合わせたグラフを示し、図1の無線電話機内に示した送信機についての、全利得対全出力電力の関係を表わす。図3のグラフは、第1可変利得段114および第2可変利得段120間の送信機利得制御関数の分割を示す。曲線300は、dBで表わした送信機利得対dBmで表わした送信機出力電力の関係を示すプロットである。破線301は、利得クロスオーバー・レベルを表わす。破線302は電力クロスオーバー・レベルを表わす。曲線300上の点Aにおいて、第1可変利得段114および第2可変利得段120が、

それらの所定の最大利得設定値に達する。曲線300上の点Bにおいて、第1可変利得段114はその所定の最大利得設定値にセットされ、第2可変利得段120はその所定の最小利得設定値にセットされる。曲線300上の点Bは、第2可変利得段120および第1可変利得段114間の利得制御における遷移点即ちクロスオーバを表わす。曲線300上の点Cにおいて、第1可変利得段114および第2可変利得段120双方は、それらの所定の最小利得設定値に達する。グラフの破線301より下で破線302の左側にある領域1は、送信機出力電力／利得の下端に対応する。この領域では、第2可変利得段120の利得は、最小値に一定して保持され、第1可変利得段114の利得は変動し、送信機出力電力を変動させる。領域1では、所望の出力電力における1dBの減少が、第1可変利得段114の利得における1dBの減少となり、その結果、上述の数1の第1項からのノイズの寄与は1dB減少する。グラフの破線301の上で破線302の右側にある領域2は、送信機出力電力／利得の上端に対応する。この領域では、第2可変利得段120が変動し、送信機出力電力を変動させ、第1可変利得段114の利得は、その最大設定値に一定して保持される。領域2では、所望の出力電力における1dBの減少が、第2可変利得段120の利得における1dBの減少となり、その結果、上述の数1における最終項（最終段）を除く全ての出力ノイズの寄与が減少する。

【0026】図4は、第1可変利得段114についての、利得対出力電力の関係を示すグラフである。曲線400は、dBで表わした第1可変利得段114対dBmで表わした送信機出力電力の関係を示すプロットである。破線401は、第1可変利得段の最大利得レベルを表わす。破線402は、電力クロスオーバ・スレシホールド・レベルを表わす。曲線400上の点Aにおいて、第1可変利得段114は、その所定最大利得設定値にクランプされる。曲線400上の点Bにおいて、第1可変利得段114は、その所定最大利得設定値にクランプされる。曲線400上の点Bは、第2可変利得段120および第1可変利得段114の間の利得制御における遷移点即ちクロスオーバを表わす。曲線400上の点Cにおいて、第1可変利得段114はその最小利得設定値にある。グラフの破線402の左側にある領域1は、送信機の出力電力／利得の下端に対応する。この領域では、第2可変利得段120の利得はその最大値に一定して保持され、第1可変利得段114の利得が変動し、送信機出力電力を変動させる。グラフの破線402の右側にある領域2は、送信機出力電力／利得の上端に対応する。この領域では、第1可変利得段114の利得は一定に保持される、即ち、その最大設定値にクランプされる。

【0027】図5は、第2可変利得段120についての、利得対出力電力の関係を示すグラフである。曲線500は、dBで表わした第2可変利得段120の利得対

dBmで表わした送信機出力電力の関係を示すプロットである。破線501は、第2可変利得段の所定の最小利得レベルを表わす。曲線500上の点Aにおいて、第2可変利得段120は、その最大利得設定値にセットされる。曲線500上の点Bにおいて、第2可変利得段120は、その所定最小利得設定値にクランプされる。曲線500上の点Bは、第2可変利得段120および第1可変利得段114間の利得制御における遷移点即ちクロスオーバを表わす。曲線500上の点Cにおいて、第2可変利得段120はその最小利得設定値にある。グラフの破線502の左側にある領域1は、送信機出力電力／利得の下端に対応する。この領域では、第2可変利得段120の利得は、一定に保持される、即ち、その最小値にクランプされる。グラフの破線502の右側にある領域2は、送信機出力電力／利得の上端に対応する。この領域では、第2可変利得段120が変動し、送信機出力電力を変動させる。

【0028】ここで図2を参照すると、図2は、図1に示した利得コントローラ130のブロック図を示す。利得コントローラ130は、利得制御信号131および第2利得制御信号133を通じて、それぞれ第1可変利得段114および第2可変利得段120に結合されている。利得コントローラ130は、送信出力電力レベル制御信号150および利得クロスオーバ・スレシホールド信号151を受信するように結合されている。

【0029】利得コントローラ130は、概略的に、第1クランプ200、第1制御信号プロセッサ214、第1デジタル／アナログ変換器(DAC)212、第2クランプ220、第2制御信号プロセッサ234、および第2デジタル／アナログ変換器(DAC)232を含む。第1制御信号プロセッサ214は、概略的に、第1乗算器またはスケーラ202、第1加算器またはシフト回路204、および第1逆歪み回路(predistortion circuit)210を含む。第1逆歪み回路210は、概略的に、第1利得制御線形化回路206および第3加算器208を含む。第2制御信号プロセッサ234は、概略的に、第2乗算器またはスケーラ222、第2加算器またはシフト回路224、および第2逆歪み回路230を含む。第2逆歪み回路230は、概略的に、第2利得制御線形化回路226および第3加算器228を含む。

【0030】利得コントローラ130では、DAC212およびDAC232は、好ましくは、ハードウェアで実施する。更に、利得コントローラ130では、クランプ200、クランプ220、第1制御信号プロセッサ214、および第2制御信号プロセッサ234は、好ましくは、ソフトウェアで実施する。しかしながら、当業者には既知のように、利得コントローラ130の素子間では、ハードウェアおよびソフトウェアのいずれの割り当てでも使用可能である。

【0031】無線電話コントローラ105から、出力電

力制御信号150を通じて、所望の出力電力レベルが利得コントローラ130に供給される。クロスオーバー・スレシホールド信号151も、無線電話コントローラ105から利得コントローラ130に供給される。クロスオーバー・スレシホールド信号151は、送信機の出力電力/利得の制御が、第1可変利得段114および第2可変利得段120間で交差する出力電力レベルまたは送信機利得レベルを示す。クロスオーバー・スレシホールド信号151は、周波数チャネルの関数であり、無線電話機100の製造の間に、無線電話コントローラ105の表に記憶される。出力電力制御信号150およびクロスオーバー・スレシホールド信号151は、第1クランプ200回路および第2クランプ220回路の入力に印加される。

【0032】通常、第1クランプ200および第2クランプ220は、クロスオーバー回路を構成し、出力電力レベル制御信号150およびクロスオーバー・スレシホールド信号151に応答して、第1利得制御信号131および第2利得制御信号133を制御することにより、所定範囲の出力電力レベルの内低い方の範囲および高い方の範囲の間で、送信信号の連続出力電力レベル制御を行う。

【0033】更に特定すれば、第1クランプ200は、出力電力制御信号150およびクロスオーバー・スレシホールド信号151に応答して、第1クランプ出力信号201を発生する。第2クランプ220は、出力制御信号150およびクロスオーバー・スレシホールド信号151に応答して、第2クランプ出力信号221を発生する。出力電力制御信号150がクロスオーバー・スレシホールド信号151よりも大きい場合、第1クランプ出力信号203はクロスオーバー・スレシホールド信号151と等しくなり、第2クランプ出力信号223は出力電力制御信号150と等しくなる。出力電力制御信号150がクロスオーバー・スレシホールド信号151よりも小さい場合、第1クランプ出力信号203は出力電力制御信号150と等しくなり、第2クランプ出力信号223はクロスオーバー・スレシホールド信号151と等しくなる。

【0034】第1クランプ出力信号203は、第1制御信号プロセッサ214によって処理され、第1制御信号プロセッサ出力信号209を生成する。第1制御信号プロセッサ出力信号209は、DAC212によってデジタル信号からアナログ信号に変換され、利得制御信号131を生成する。好適実施例では、スケーラ202およびシフタ204は、第1線形変換器(linear transformer)を形成し、第1クランプ200から第1クランプ出力信号201を受信するように結合され、第1クランプ出力信号201を、第1利得制御信号131を表わす第1線形変換出力信号205に変換する。第1制御信号プロセッサ214の機能は、第1可変利得段114の利得伝達関数を、好適な利得伝達関数に変形することである。第1可変利得段114の利得伝達関数は、第1制御信号131の関数としての、第1可変利得段の利得として定

義される。第1可変利得段114に好適な利得伝達関数は、出力電力制御信号150の関数としての、第1可変利得段114の利得として定義される。好ましくは、好適な利得伝達関数は、 $G(P) = P + a_1$ という形式であり、 $G(P)$ はdBで表わした第1可変利得段114の利得、 $P$ はdBmで表わした出力電力制御信号150の値、および $a_1$ は定数である。定数 $a_1$ をオフセットとも呼ぶ。所望の伝達関数の傾斜は1であるので、出力電力制御信号150が1dB変化すると、その結果第1可変利得段114の利得が1dB変化する。好適な利得伝達関数の傾斜を、出力電力制御信号の変化に対する利得変化を表わす感度とも呼ぶ。

【0035】同様に、第2クランプ出力信号223は、第2制御信号プロセッサ234によって制御され、第2制御信号プロセッサ出力信号229を生成する。第2制御信号プロセッサ出力信号229は、DAC232によってデジタル信号からアナログ信号に変換され、第2利得制御信号133を生成する。好適実施例では、スケーラ222およびシフタ224は第2線形変換器を形成し、第2クランプ220からの第2クランプ出力信号221を受信するように結合され、第2クランプ出力信号221を、第2利得制御信号133を表わす第2線形変換出力信号225に変換する。第2制御信号プロセッサ234の機能は、第2可変利得段120の利得伝達関数を好適な利得伝達関数に変形することである。第2可変利得段114の利得伝達関数は、第2制御信号131の関数としての、第2可変利得段114の利得として定義される。第2可変利得段114に対して好適な利得伝達関数は、出力電力制御信号150の関数としての、第2可変利得段114の利得として定義される。好ましくは、好適な利得伝達関数は、 $G(P) = P + a_2$ という形式であり、 $G(P)$ はdBで表わした第2可変利得段120の利得、 $P$ はdBmで表わした出力電力制御信号150の値、 $a_2$ は定数である。定数 $a_2$ のことをオフセットとも呼ぶ。好適な利得伝達関数の傾斜即ち感度は1であるので、出力電力制御信号が1dB変化すると、その結果、第2可変利得段120の利得が1dB変化する。

【0036】第1可変利得段114および第2可変利得段120の利得伝達関数は、完全に好適な利得伝達関数によって表わされる訳ではなく、全動作範囲にわたって線形式で完全に表わされる訳でもないので、第1制御信号プロセッサ214および第2制御信号プロセッサ234の回路を用いることが好ましい。好適実施例では、第1可変利得段114および第2可変利得段120は、それらの各利得制御範囲にわたっておおむね線形な利得伝達関数を有し、制御信号と共に単調に増加する。通常、これらの利得伝達関数は、 $G(V) = mV + b + d(V)$ という形式であり、 $V$ は利得制御信号電圧、 $G(V)$ はdBで表わした利得、 $b$ は定数であり、 $d$

(V) は式  $mV + b$  の線形部分からのいずれかのずれを表わす。定数  $m$  は傾斜即ち感度を表わし、 $b$  はオフセットを表わす。第1制御信号プロセッサ214および第2制御信号プロセッサ234の回路は、製造の間に調節され、制御信号プロセッサ段の対応する可変利得段の伝達関数  $G(V)$  とのカスケードによって、好適な利得伝達関数  $G(P)$  が形成される。言い換えれば、第1制御信号プロセッサ214には  $G(V(P)) = P + a_1$  が形成され、あるいは第2制御信号プロセッサ234には  $G(V(P)) = P + a_2$  が形成される。第1制御信号プロセッサの動作については、以下で更に説明する。第2制御信号プロセッサ234の動作は第2制御信号プロセッサ214の動作と同一であり、名称がそれに応じて変更されるだけであるので、簡素化のために省略する。

【0037】第1制御信号プロセッサ214において、第1クランプ出力信号203は、利得  $k_1$  を有する第1乗算器によって乗算され、第1乗算出力信号203を生成する。第1乗算出力信号203は、第1加算器において、定数  $c_1$  と加算され、第1加算出力信号205を生成する。第1加算出力信号205は、第1逆歪み回路210に供給され、第1制御信号プロセッサ出力信号209を生成する。第1制御信号プロセッサ214の伝達関数について、まず、第1可変利得段114が線形な利得伝達関数  $G(V) = m_1 * V + b_1$  を有する場合、即ち、 $d(V) = 0$  の場合について説明する。ここでも、好適な利得伝達関数  $G(V(P))$  は  $G(V(P)) = P + a_1$  という形式である。したがって、所望の第1制御信号プロセッサ214の伝達関数は、 $V(P) = k_1 * P + c_1$  という形式となり、ここで  $k_1 = 1/m_1$ 、および  $c_1 = (a_1 - b_1)/m_1$  である。 $k_1$  および  $c_1$  は、無線電話機の製造の間に決定される。この式  $V(P) = k_1 * P + c_1$  において、 $k_1$  は傾斜即ち感度

を表わし、 $c_1$  はオフセットを表わす。

【0038】第1可変利得段114の利得伝達関数は、制御信号電圧と共に、単調に増加する。したがって、第1逆歪み回路210は、次に述べるようにして実施することができる。第1加算出力信号205 ( $V_1$ ) を第1利得制御線形化回路206および第3加算器208に供給する。第1利得制御線形化回路206は、第1加算出力信号205に应答して、複数の補正值  $e(V_1)$  の1つを生成する。補正值は、第3加算器208において、第1加算出力信号205と加算され、第1制御信号プロセッサ出力信号209を生成する。補正值  $e(V_1)$  は、好ましくは、第1可変利得段114の利得伝達関数の既知の特性に基づいて予め決定しておき、第1利得制御線形化回路206内の表に記憶しておく。補正值  $e(V_1)$  は、 $m_1 * e(V_1) = -d(V_1 + e(V_1))$  という特性を有する。補正值  $e(V_1)$  の表は、 $V_1$  によってインデックスされている。他の実施例では、第1利得制御線形化回路206の関数  $e(V_1)$

は、断片毎の線形補正式 (piecewise linear correction equation) として実施される。あるいは、補正值または断片毎の線形補正式は、無線電話機の製造の間に決定され、記憶される。

【0039】次に、第1可変利得段114が非線形な利得伝達関数  $G(V) = m_1 * V + b_1 + d(V)$  を有する場合の第1制御信号プロセッサ214の動作について説明する。まず、第1逆歪み回路210および第1可変利得段114の利得伝達関数の直列伝達関数、 $G(V_1) = m_1 * (V_1 + e(V_1)) + b_1 + d(V_1 + e(V_1))$  について検討する。 $e(V_1)$  は  $m_1 * e(V_1) = -d(V_1 + e(V_1))$  を満足するように決定されるので、 $G(V_1) = m_1 * V_1 + b_1$  となる。これで、非線形の場合は、上述の線形の場合に変形され、 $G(V) = m_1 * V + b_1$  となる。ここで、 $V$  は  $V_1$  と置き換えられている。したがって、第1乗算器202の入力から第1加算器204の出力までの所望の伝達関数は同一であり、定数  $k_1$  および  $c_1$  は同一となる ( $k_1 = 1/m_1$ 、および  $c_1 = (a_1 - b_1)/m_1$ )。

【0040】要約すれば、無線周波数 (RF) 送信機 (102) のための利得コントローラ (130) は、所定範囲の出力電力レベル内で送信される信号 (123) の電力レベルを制御する。利得コントローラ (130) は、出力電力レベル制御信号 (150) に応答して、第1利得制御信号 (131) および第2利得制御信号 (133) を供給する。第1利得制御信号 (131) は、第1可変利得段 (144) の利得を制御し、中間周波数において送信信号 (115) の電力レベルを変化させ、送信信号 (123) の出力電力レベルを、所定範囲の出力電力レベルの内低い方の範囲にわたって変化させる。第2利得制御信号 (133) は、第2可変利得段 (120) の利得を制御し、無線周波数において送信信号 (121) の電力レベルを変化させ、送信信号 (123) の出力電力レベルを、所定範囲の出力電力レベルの内高い方の範囲にわたって変化させる。電力制御回路 (130) は、符号分割多重アクセス (CDMA) 無線電話機 (100) に利用し、側波帯ノイズ放出、電流ドレイン、および RF 送信機 (102) の複雑性を最少に抑えつつ、85 dB の電力レベル範囲にわたって電力制御を行うという利点がある。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】符号分割多重アクセス (CDMA) 無線周波数 (RF) セルラ電話システムにおいて使用するために適応化させた無線電話機を示すブロック図。

【図2】図1の無線電話機内にある利得コントローラを示すブロック図。

【図3】図1の無線電話機内に示す送信機について、全利得対出力電力の関係を示す、図3および図4に示すグラフを組み合わせたグラフ。

【図4】図1の無線電話機内に示す送信機の第1可変利得段について、利得対出力電力の関係を示すグラフ。

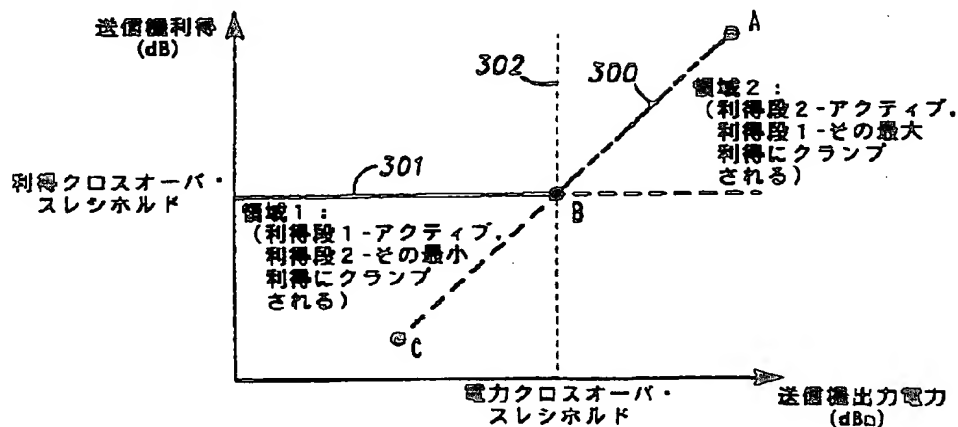
【図5】図1の無線電話機内に示す送信機の第2可変利得段について、利得対出力電力の関係を示すグラフ。

【符号の説明】

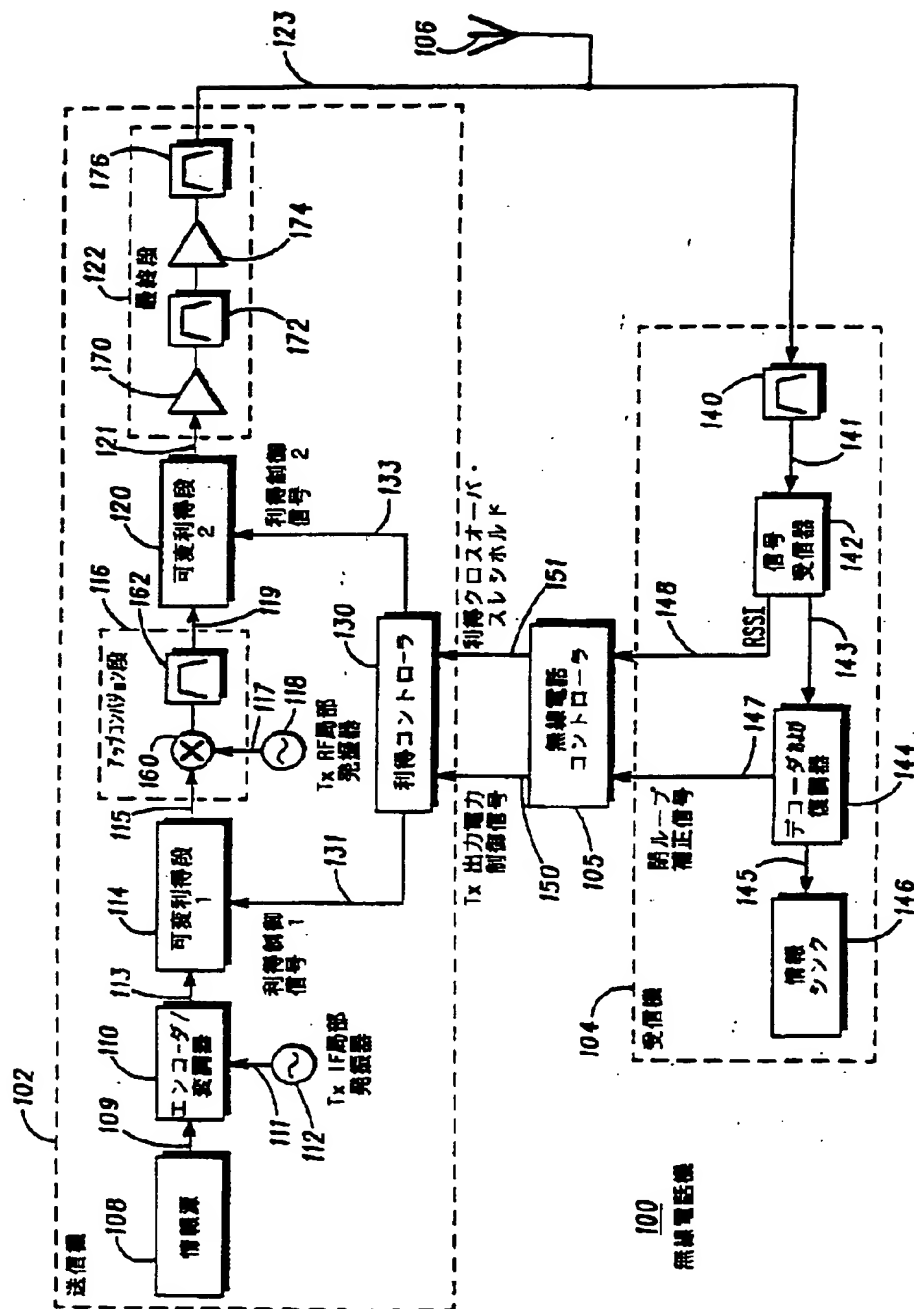
100 無線電話機  
102 送信機  
104 受信機  
105 無線電話  
106 アンテナ  
108 情報源  
110 エンコーダおよび変調器  
112 送信側中間周波数局部発振器  
114 第1可変利得段  
116 アップコンバージョン段  
118 送信側無線周波数局部発振器  
120 第2可変利得段  
122 最終段  
130 利得コントローラ  
140 受信バンドパス・フィルタ  
142 信号受信器  
144 デコーダおよび復調器  
146 情報シンク

160 アップコンバージョン・ミキサ  
162 第1RFバンドパス・フィルタ  
170 励起増幅器  
172 第2RFバンドパス・フィルタ  
174 電力増幅器  
176 第3RFバンドパス・フィルタ  
200 第1クランプ  
202 第1乗算器またはスケーラ  
204 第1加算器またはシフト回路  
206 第1利得制御線形化回路  
208 第2加算器  
210 第1逆歪み回路  
212 第1デジタル／アナログ変換器  
214 第1制御信号プロセッサ  
220 第2クランプ  
222 第2乗算器またはスケーラ  
224 第2加算器またはシフト回路  
226 第2利得制御線形化回路  
228 第3加算器  
230 第2逆歪み回路  
232 第2デジタル／アナログ変換器  
234 第2制御信号プロセッサ

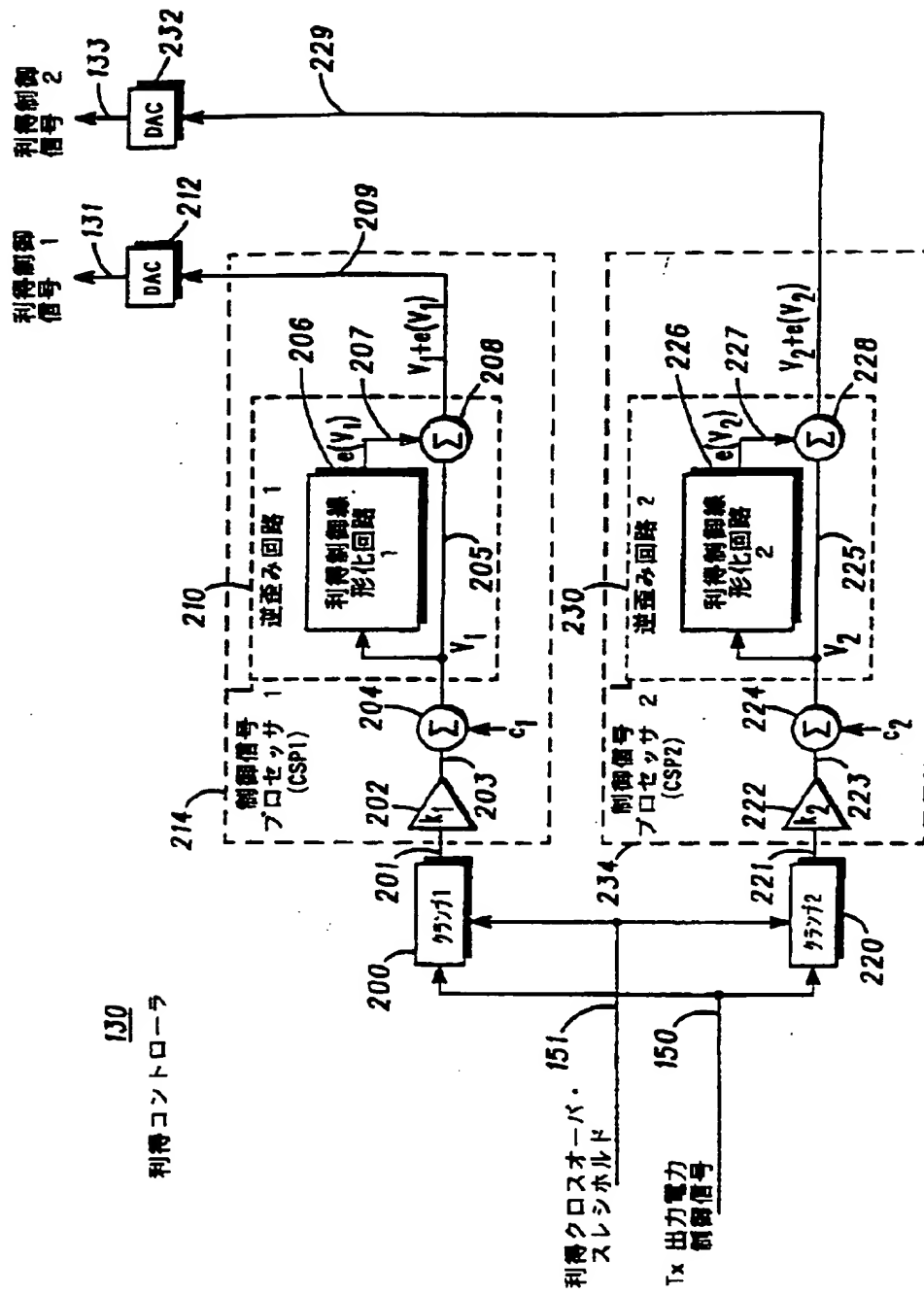
【図3】



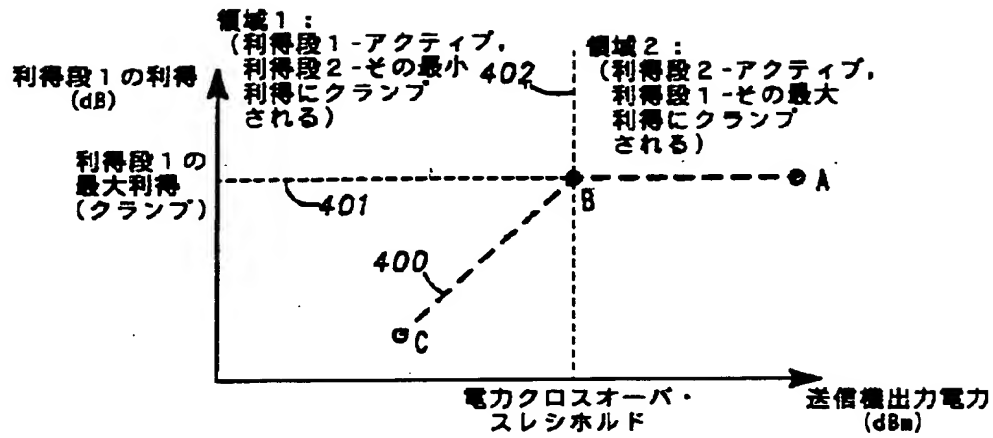
【図1】



【図2】



【図4】



【図5】

